

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re PATENT APPLICATION of
Inventor(s): TULINO

Appln. No.: 09 | 971,770
Series Code ↑ | ↑ Serial No.

Group Art Unit: 2661

Filed: October 9, 2001

Examiner: Not Yet Assigned

Title: INTERFERENCE CANCELLATION METHOD AND
RECEIVER

Atty. Dkt. P 283749 | T200012US/BR/HER
M# Client Ref



Date: January 7, 2002

**SUBMISSION OF PRIORITY
DOCUMENT IN ACCORDANCE
WITH THE REQUIREMENTS OF RULE 55**

Hon. Asst Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

Please accept the enclosed certified copy(ies) of the respective foreign application(s) listed below for which benefit under 35 U.S.C. 119/365 has been previously claimed in the subject application and if not is hereby claimed.

<u>Application No.</u>	<u>Country of Origin</u>	<u>Filed</u>
20000284	FINLAND	February 10, 2000

Respectfully submitted,

Pillsbury Winthrop LLP
Intellectual Property Group

1600 Tysons Boulevard
McLean, VA 22102
Tel: (703) 905-2000

Atty/Sec: CHM/JRH

By Atty: Christine H. McCarthy Reg. No. 41844
Sig: [Signature] Fax: (703) 905-2500
Tel: (703) 905-2143

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS
NATIONAL BOARD OF PATENTS AND REGISTRATION

Helsinki 21.9.2001

ETUOIKEUSTODISTUS
PRIORITY DOCUMENT

Hakija
Applicant

Nokia Networks Oy
Helsinki



Patenttihakemus nro
Patent application no

20000284

Tekemispäivä
Filing date

10.02.2000

Kansainvälinen luokka
International class

H04B

Keksinnön nimitys
Title of invention

"Häiriönpoistomenetelmä sekä vastaanotin"

Täten todistetaan, että oheiset asiakirjat ovat tarkkoja jäljennöksiä patentti- ja rekisterihallitukselle alkuaan annetuista selityksestä, patenttivaatimuksista, tiivistelmästä ja piirustuksista.

This is to certify that the annexed documents are true copies of the description, claims, abstract and drawings originally filed with the Finnish Patent Office.



Pirjo Kaila
Tutkimussihteerin

Maksu 300,- mk
Fee 300,- FIM

Osoite: Arkadiankatu 6 A Puhelin: 09 6939 500
P.O.Box 1160 Telephone: + 358 9 6939 500
FIN-00101 Helsinki, FINLAND

Telefax: 09 6939 5328
Telefax: + 358 9 6939 5328

Häiriönpoistomenetelmä sekä vastaanotin

Keksinnön ala

Keksinnön kohteena on vastaanotin sekä menetelmä kapeakaistaisen häiriön poistamiseksi laajakaistaisesta signaalista.

5 Keksinnön tausta

Tietoliikenneyhteydet ovat alttiita lukuisille häiriöille. Häiriöille on lukuisia syitä. Tietoliikenneyhteyksissä signaalien välittämiseen käytetty siirtotie aiheuttaa tunnetusti häiriötä tietoliikenteelle. Tätä tapahtuu riippumatta siirtotien fyysisestä muodosta, olipa siirtotie esimerkiksi radioyhteys, valokuitu tai kuparikaapeli. Erityisesti radiotietoliikenteessä esiintyy usein tilanteita, joissa siirtotien laatu vaihtelee yhteyskerrasta toiseen ja myös yhteyden aikana.

Radiotien häpymisilmiöt ovat eräs tyypillinen ilmiö, joka aiheuttaa muutoksia siirtokanavassa. Myös muut samanaikaiset yhteydet saattavat aiheuttaa häiriöitä ja nämä voivat vaihdella ajan ja paikan funktiona.

Erilaisten häiriöiden vaikutusten pienentämiseksi on kehitetty lukuisia ratkaisuja. Näin on laita erityisesti radioliikenteen yhteydessä. Erilaisia tietoliikennemenetelmiä on kehitetty, joilla pyritään saavuttamaan mahdollisimman suuri spektritehokkuus ja silti minimoida häiriöiden vaikutus. Eräs viime aikoina voimakkaasti tutkimuksen kohteena ollut langaton tietoliikennemenetelmä on laajakaistainen hajaspektrimonikäyttömenetelmä CDMA (Code Division Multiple Access).

CDMA:lla on lukuisia etuja verrattuna aiemmin yleisesti käytössä olleisiin monikäyttömenetelmiin. CDMA-menetelmässä käyttäjän kapeakaistainen datasiignaali kerrotaan datasiignaalia huomattavasti laajakaistaisemmalla hajotuskoodilla suhteellisen laajalle kaistalle. Tunnetuissa koejärjestelmissä käytettyjä kaistanleveyksiä on esimerkiksi 1,25 MHz, 10 MHz sekä 25 MHz. Kertomisen yhteydessä datasiignaali leviää koko käytettävälle kaistalle. Kaikki käyttäjät lähettävät samaa taajuuskaistaa käyttäen samanaikaisesti. Kullakin tukiaseman ja liikkuvan aseman välisellä yhteydellä käytetään omaa hajotuskoodia, ja käyttäjien signaalit pystytään erottamaan toisistaan vastaanottimissa kunkin käyttäjän hajotuskoodin perusteella. Hajotuskoodit pyritään valitsemaan siten, että ne ovat keskenään ortogonaalisia, eli eivät korreloi toistensa kanssa. Edellä kuvatusta CDMA-menetelmästä käytetään nimitystä suora hajotusmenetelmä, DS - CDMA (Direct Sequence CDMA). On myös muita CDMA-

menetelmiä, kuten taajuushyppelymenetelmä, FH-CDMA (Frequency Hopping CDMA), jossa käytettävää taajuutta vaihdellaan nopeasti käytetyn hajotuskoodin mukaisesti. Myös näiden menetelmien yhdistely on mahdollista.

- Laajakaistaisen tiedonsiirron eräs ongelma on kapeakaistaiset häiriöt, jotka tyypillisesti aiheutuvat järjestelmän ulkopuolisista kapeakaistaisista signaalilähteistä, jotka käyttävät järjestelmän kanssa samaa tai päällekkäistä taajuuskaistaa. Näille häiriösignaaleille on tyypillistä, että niiden ominaisuudet ja rakenne poikkeavat usein huomattavasti järjestelmän signaaleista. Usein niissä käytetään hitaampaa datanopeutta. On myös usein laita, että häiritsevien signaalien ominaisuuksia ei tunneta etukäteen.

CDMA pystyy luonnostaan jonkin verran kompensoimaan kapeakaistaisen häiriöiden vaikutusta laajakaistaiseen tiedonsiirtoon, mutta jos häiritsevä signaali on paljon voimakkaampi kuin laajakaistainen signaali, saattaa se aiheuttaa merkittävää häiriötä.

- Kapeakaistaisen häiriön poistamiseksi laajakaistaisesta signaalista on kehitetty erilaisia menetelmiä. Julkaisussa S. Sandberg, "Adapted Demodulation for Spread Spectrum Receivers which Employ Transform-Domain Interference Rejection", IEEE Trans. On Communications, Vol. 43, pp 2502-2510, Sept.1995, on esitetty menetelmä, jossa ongelmaa lähestytään taajuustasossa, ja häiriönpoisto suoritetaan poistamalla ne taajuudet, joissa häiriön oletetaan olevan. Esitetyssä ratkaisussa oletetaan kuitenkin tunnetuksi häiriön sijainti taajuuskaistalla sekä häiriön kaistanleveys. Häiriön oletetaan edelleen olevan stationäärinen.

- Julkaisussa M.Lops, A. Tulino, "Automatic Suppression of Narrow-band Interference in Direct Sequence Spread-Spectrum Systems", IEEE Trans. On Communications, Vol. 47, pp. 1133-1136, August 1999, on esitetty menetelmä, jossa kyetään poistamaan ei-stationääristä häiriötä, jonka ominaisuuksia ei tunneta. Saavutetut tulokset eivät kuitenkaan ole laadullisesti tyydyttäviä.

30 Keksinnön lyhyt selostus

- Keksinnön tavoitteena on toteuttaa parannettu menetelmä ja menetelmän toteuttava laitteisto häiriön poistamiseksi. Tämä saavutetaan menetelmällä kapeakaistaisen häiriön poistamiseksi laajakaistaisesta signaalista, jossa vastaanotetaan signaali, suoritetaan signaalille ortonormaali muunnos ha-
- 35 luttuun aliavaruuteen aliavaruuskomponenteiksi, dekodataan muunneltu signaali dekodderilla, jolloin saadaan estimaatti vastaanotetulle signaalille, mää-

ritettäessä kapeakaistaisen häiriön ominaisuuksille estimaatti vähennetään vastaanotetusta signaalista dekooderin ulostulosta saatava estimaatti ennen ortonormaalin muunnoksen suoritusta ja vähennetään määritetyn estimaatin avulla vastaanotetusta signaalista niiden aliavaruuskomponenttien vaikutusta, jotka käsittävät kapeakaistaista häiriösignaalia.

Keksinnön kohteena on myös vastaanotin, joka käsittää häiriönpoistovälineet kapeakaistaisen häiriösignaalin poistamiseksi vastaanotetusta signaalista, välineet suorittaa signaalille ortonormaali muunnos haluttuun aliavaruuteen aliavaruuskomponenteiksi, häiriönpoistovälineiden ulostuloon toiminnallisesti kytketyn dekooderin, jossa saadaan estimaatti vastaanotetulle signaalille. Keksinnön mukaisessa vastaanottimessa dekooderin ulostulo on toiminnallisesti kytketty häiriönpoistovälineille, ja muunnosvälineet on sovitettu määrittämään kapeakaistaisen häiriön ominaisuuksille estimaatti jossa määrittäyksessä vähennetään vastaanotetusta signaalista dekooderin ulostulosta saatava estimaatti ennen ortonormaalin muunnoksen suoritusta ja häiriönpoistovälineet on sovitettu vähentämään määritetyn estimaatin avulla vastaanotetusta signaalista niiden aliavaruuskomponenttien vaikutusta, jotka käsittävät kapeakaistaista häiriösignaalia.

Keksinnön edulliset suoritusmuodot ovat epäitsenäisten patenttivaatimusten kohteena.

Keksintö perustuu siihen, että vastaanotettu signaali projisoidaan ortonormaaliin aliavaruuteen. Halutulla signaalilla on nollasta poikkeava projektio useimpiin ortonormaaleihin kantoihin, kun taas kapeakaistainen häiriö on keskittynyt tiettyihin suuntiin. Täten voidaan, valitsemalla ortonormaali kanta ja suoritettava projektio sopivasti, pienentää tai kokonaan poistaa häiriö. Vähentämällä halutun signaalin alustava estimaatti vastaanotetusta signaalista voidaan ne aliavaruuskomponentit, joihin häiriö keskittyy, estimoida aiempaa paremmin. Täten projisointi häiriötä vasten kohtisuorille ortonormaleille komponenteille voidaan suorittaa aiempaa paremmin. Menetelmää voidaan toistaa iteratiivisesti useita kertoja.

Kuvioiden lyhyt selostus

Keksintöä selostetaan nyt lähemmin edullisten suoritusmuotojen yhteydessä, viitaten oheisiin piirroksiin, joissa

kuvio 1 esittää esimerkkiä keksinnön erään toteutusmuodon mukaisesta järjestelmästä,

kuvio 2 esittää toista esimerkkiä keksinnön erään toteutusmuodon mukaisesta järjestelmästä ja

kuvio 3 havainnollistaa keksinnön erään toteutusmuodon mukaista järjestelmämallia,

5 kuvio 4 havainnollistaa keksinnön erään toteutusmuodon mukaisen vastaanottimen rakennetta, ja

kuviot 5a ja 5b havainnollistavat keksinnön edullisten toteutusmuotojen mukaisia ratkaisuja.

Keksinnön edullisten toteutusmuotojen kuvaus

10 Keksinnön edullisia toteutusmuotoja voidaan soveltaa tietoliikennejärjestelmissä, joissa haluttu signaali lähetetään ja vastaanotetaan laajakaistaisena. Eräs tällainen tietoliikennejärjestelmä on laajakaistainen CDMA-radiojärjestelmä. Seuraavassa esimerkissä kuvataan keksinnön edullisia toteutusmuotoja laajakaistaista koodijakoista monikäyttömenetelmää käyttävässä universaalissa matkapuhelinjärjestelmässä, keksintöä siihen kuitenkin rajoittamatta.

Viitaten kuvioon 1 selostetaan esimerkinomaisesti matkapuhelinjärjestelmän rakennetta. Matkapuhelinjärjestelmän pääosat ovat ydinverkko (core network) CN, matkapuhelinjärjestelmän maanpäällinen radioliittymäverkko (UMTS terrestrial radio access network) UTRAN ja tilaajapääte (user equipment) UE. CN:n ja UTRAN:in välinen rajapinta on nimeltään Iu, ja UTRAN:in ja UE:n välinen ilmarajapinta on nimeltään Uu.

20 UTRAN muodostuu radioverkkoalijärjestelmistä (radio network subsystem) RNS. RNS:ien välinen rajapinta on nimeltään Iur. RNS muodostuu radioverkkokontrollerista (radio network controller) RNC ja yhdestä tai useammasta B-solmusta (node B) B. RNC:n ja B:n välinen rajapinta on nimeltään Iub. B-solmun kuuluvuusalueita eli solua merkitään kuviossa C:llä.

Kuviossa 1 esitetty kuvaus on melko yleisellä tasolla, joten sitä selvennetään kuviossa 2 esitetyllä tarkemmalla esimerkillä solukkoradiojärjestelmästä. Kuvio 2 sisältää vain oleelliset lohkot, mutta alan ammattimiehelle on selvää, että tavanomaiseen solukkoradioverkkoon sisältyy lisäksi muitakin toimintoja ja rakenteita, joiden tarkempi selittäminen ei tässä ole tarpeen. Huomattakoon myös, että kuviossa 2 on esitetty vain eräs esimerkkirakenne. Keksinnön mukaisissa järjestelmissä saattavat yksityiskohdat poiketa kuviossa 2 esitetyistä, mutta keksinnön kannalta näillä eroilla ei ole merkitystä.

Solukkoradioverkko käsittää siis tyypillisesti kiinteän verkon infra-

struktuurin eli verkko-osan 200, ja tilaajapäätelaitteita 202, jotka voivat olla kiinteästi sijoitettuja, ajoneuvoon sijoitettuja tai kannettavia mukana pidettäviä päätelaitteita. Verkko-osassa 200 on tukiasemia 204. Tukiasema vastaa edellisen kuvion B-solmua. Useita tukiasemia 204 keskitetysti puolestaan ohjaa
 5 niihin yhteydessä oleva radioverkkokontrolleri 206. Tukiasemassa 204 on lähetinvastaanottimia 408 ja multiplekseriyksikkö 212.

Tukiasemassa 204 on edelleen ohjausyksikkö 210, joka ohjaa lähetinvastaanottimien 208 ja multiplekserin 212 toimintaa. Multiplekserillä 212 sijoitetaan useiden lähetinvastaanottimen 208 käyttämät liikenne- ja ohjauskanavat yhdelle siirtoyhteydelle 214. Siirtoyhteys 214 muodostaa rajapinnan luv.
 10

Tukiaseman 204 lähetinvastaanottimista 208 on yhteys antenniyksikköön 218, jolla toteutetaan kaksisuuntainen radioyhteys 216 tilaajapäätelaitteeseen 202. Kaksisuuntaisessa radioyhteydessä 216 siirrettävien kehysten rakenne on järjestelmäkohtaisesti määritetty, ja sitä kutsutaan ilmarajapinnaksi
 15 Uu.

Radioverkkokontrolleri 206 käsittää ryhmäkytkentäkentän 220 ja ohjausyksikön 222. Ryhmäkytkentäkenttää 220 käytetään puheen ja datan kytkentään sekä yhdistämään signalointipiirejä. Tukiaseman 204 ja radioverkkokontrollerin 206 muodostamaan radioverkkoalijärjestelmään 224 kuuluu lisäksi transkooderi 226. Transkooderi 226 sijaitsee yleensä mahdollisimman lähellä matkapuhelinkeskusta 228, koska puhe voidaan tällöin siirtokapasiteettia säästää siirtää solukkoradioverkon muodossa transkooderin 226 ja radioverkkokontrollerin 206 välillä.
 20

Transkooderi 226 muuntaa yleisen puhelinverkon ja radiopuhelinverkon välillä käytettävät erilaiset puheen digitaaliset koodausmuodot toisilleen sopiviksi, esimerkiksi kiinteän verkon muodosta solukkoradioverkon johonkin muuhun muotoon ja päinvastoin. Ohjausyksikkö 222 suorittaa puhelunohjausta, liikkuvuuden hallintaa, tilastotietojen keräystä ja signalointia.
 25

Kuviossa 2 kuvataan edelleen matkapuhelinkeskus 228 ja portti-
 30 matkapuhelinkeskus 230, joka hoitaa matkapuhelinjärjestelmän yhteydet ulkopuoliseen maailmaan, tässä yleiseen puhelinverkkoon 232.

Keksinnön edullisten sovellusmuotojen mukaista ratkaisua voidaan soveltaa sekä tukiasema- että päätelaitevastaanottimessa.

Tarkastellaan kuviossa 3 esitettyä esimerkkiä järjestelmämallista.
 35 Malli on jonkin verran yksinkertaistettu, ja siitä puuttuvat esimerkiksi radiojärjestelmissä tyypillisesti käytetyt radiotaajuusosat, antennit, chip-pulssimuodon muokkaimet ja A/D-muuntimet lähetys ja vastaanottopäässä. Oletetaan tässä

esimerkissä, että järjestelmässä on käytössä sekä taajuushyppely (FH)- että suorasekvenssi(DS)-tekniikka. Huomattakoon tosin, ettei keksinnön sovellusmuodot ole tähän yhdistelmään rajoittunut. Oletetaan, että lähetettävä binäärinen datavirta $d(k)$ 300 koodataan turbokooderilla 302 koodaussuhteella $1/R$ käyttäen N_s rinnakkaista rekursiivista systemaattista kooderia, joista kukin käyttää koodaussuhdetta $1/R_s$ ja jotka ovat lomittelijoilla toisistaan erotettu. Koodibitit kuvataan BPSK-menetelmällä, ja symbolipituus on T_b . Jokainen datasyntoli $b(kR+j)$, $j = 0, \dots, R-1$ moduloidaan DS-BPSK-modulaattorissa 304 sitten hajotuskoodilla $p(t)$ 306, joka on generoitu hajotuskoodigeneraattorissa 308. Hyötysignaalin 310 kompleksinen verhokäyrä ennen FH-modulaattoria 310 on

$$s_T(t) = \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{j=0}^{R-1} b(kR+j) p(t - kRT_b - (j-1)T_b) \\ = \sum_{k=0}^{Q-1} \sum_{j=0}^{R-1} b(kR+j) \sum_{i=0}^{N-1} c_i u_{T_c}(t - iT_c - kRNT_c - (j-1)NT_c),$$

missä Q on informaatiobittien lukumäärä kehystä kohti, $[b(kR), b(kR+1), \dots, b(kR+R-1)] = B_k$, missä $k = 0, \dots, Q-1$ on koodisana, joka lähetetään k :nnessa informaatiotietosignaaliintiaikavälissä RT_b , T_c on chippiaikaväli (eli hajotuskoodin bittiaikaväli), ja joka on suhteutettu koodibitin signaaliintiaikaväliin T_b siten että $T_b = NT_c$, jossa N on ilmaisuvahvistus. $c = [c_0, \dots, c_{N-1}]^T$ on hajotussekvenssi ja $u(t)$ määritetään seuraavasti:

$$u(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_c}}, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{muualla} \end{cases}$$

DS-signaali 310 moduloidaan FH-modulaattorissa 312 missä taajuushyppy generoidaan FH-generaattorissa 314 generoidun pseudosatunnaiskoodin 316 mukaisesti.

Signaali lähetetään kanavaan 318, missä signaaliin generoituu häiriötä ja kohinaa 320.

Kanavan läpi kulkenut signaali vastaanotetaan vastaanottimessa, vahvistetaan radiotaajuusosissa ja viedään FH-demodulaattorille 322, jossa taajuushyppely puretaan FH-generaattorissa 324 generoidun pseudosatunnaiskoodin 326 mukaisesti.

Tarkastellaan seuraavaksi vastaanotettua signaalia FH-demodulaattorin 322 ulostulossa. Signaali on tällöin muotoa

$$r(t) = Ae^{j\omega} s_T(t-\tau) + i(t) + w(t), \quad (1)$$

missä $Ae^{j\omega}$ on kompleksinen vahvistus, joka johtuu kanavan vaikutuksesta, τ on satunnainen kanavasta johtuva viive ja $w(t)$ on lämpökohinaa, jota voidaan mallintaa kompleksisena Gaussin prosessina, jolla on tehotiheysspektri $2N_0$.
 5 $i(t)$ puolestaan on kapeakaistaisen häiriösignaalin kompleksinen verhokäyrä.

Oletetaan, että halutun signaalin viive τ joko tunnetaan tai se on estimoitu. Tällöin haluttu signaali voidaan ilmaista koodibitin $\ell = (k+j)$:nnessa signalointiaikavälissä vektorina N -dimensionaalisessa aliavaruudessa avaruudesta $L^2[\ell T_b + \tau, (\ell + 1)T_b + \tau]$ funktioista, joiden neliöllinen itseisarvo on
 10 integroitavissa yli T_b :n keston. Jatkossa tästä aliavaruudesta käytetään merkintää $S_n(\ell)$ ja nimitystä signaaliavaruus.

Kun vastaanotettu aaltomuoto (1) projisoidaan valittuun ortonormaaliin kantaan ja tarkastellaan koko kehystä, saadaan seuraava NRQ-dimensionaalinen tarkasteluvektori:

$$\begin{aligned} \mathbf{r} &= [r^T(1), \dots, r^T(\ell), \dots, r^T(NRQ)]^T, \\ r(\ell) &= Ae^{j\omega} b(\ell)s + i(\ell) + w(\ell). \end{aligned} \quad (2)$$

s , i ja w kuvaavat halutun signaalin, häiriön ja kohinan projektioiden N -dimensionaalisia vektoreita sopivaan signaaliavaruuden $S_n(\ell)$ ortonormaaliin kantaan \mathcal{B} . s on verrannollinen hajotuskoodeihin c . Yllä $()^T$ tarkoittaa transpoosia.

20 Eräs oivallus keksinnön takana on se, että koska haluttu signaali on hajaspektriluonteista ja kohina on korreloimatonta, niin on mahdollista löytää ortonormaaliuunnos, jossa haluttu signaali on tasaisesti jakautunut kaikille N :lle komponentille, kun taas kapeakaistainen häiriö on keskittynyt jollekin signaaliavaruuden alhaisen dimension omaavaan aliavaruuteen. Kun voimakas kapeakaistainen häiriö on vastaanotettu, niin joillakin r :n termeillä on huomattavasti toisia suurempi itseisarvo, jonka avulla ne voidaan erottaa muista, ja täten häiriönpoisto voidaan muotoilla ongelmaksi löytää nämä tuntemattomat komponentit. Kun nämä komponentit on löydetty, niin niiden vaikutusta voidaan vähentää joko leikkaamalla ne halutulle tasolle tai nollaamalla
 25 komponentteja. Eräs toteutusmuoto on ottaa jatkoprosessointiin vain ne näytteet, joiden itseisarvo on annetun rajan alapuolella. Tätä vaihtoehtoa kutsutaan tyyppi-I sensuroinniksi. Eräs toinen toteutusmuoto on nollata L itseisarvoltaan suurinta näytettä, jossa L on aliavaruuden dimension estimaatti. Tätä vaihtoehtoa kutsutaan tyyppi-II sensuroinniksi.

35 FH-demodulaattorin 322 ulostulosta signaali viedään siis häiriönpoistovälineille 328, joissa suoritetaan yllä kuvattu projisointi. Häiriönpoiston

jälkeen voidaan suorittaa DS-BPSK- demodulointi eli hajotuksen purku 330 hajotuskoodilla $p(t)$ 332, joka on generoitu hajotuskoodigeneraattorissa 334. Purettu signaali viedään turbodekooderille 336.

Eräs toinen oivallus keksinnön takana on, että koska myös halutulla
 5 signaalilla saattaa olla komponentteja samaan suuntaan kuin kapeakaistaisella häiriöllä, niin häiriölle saadaan tarkempi estimaatti, kun vastaanotetusta signaalista ensin vähennetään halutun signaalin estimaatti, jolloin käsiteltävänä onkin signaali, jossa häiriön ja kohinan osuus on helpommin havaittavissa. Tästä jäännössignaalista häiriön aliavaruuskomponentit voidaan tarkemmin
 10 estimoida. Niinpä turbodekooderilta 336 signaali takaisinkytketään häiriönpoistoon 328. Estimoitu signaali kerrotaan hajotuskoodilla kertojassa 338 ennen häiriönpoistoon viemistä.

Tarkastellaan esimerkkiä keksinnön edullisen toteutusmuodon mukaisesta toteutuksesta kuvion 4 avulla. Kuviossa on esitetty kaksi lohkoa, häiriönpoistolohko 400 sekä dekodeerilohko 402. Dekodeerilohko on keksinnön edullisessa toteutusmuodossa toteutettu turbodekooderina. Muunkinlainen dekodeerilohko on toki mahdollinen. Häiriönpoistolohkolle tulee sisäänmeno-
 15 vastaanotettu signaali $r(t)$ 404 sekä takaisinkytketyt pehmeät päätökset \hat{b}^P 406 turbodekooderin 402 ulostulosta edelliseltä iteraatiokierrokselta. Nämä pehmeät päätökset vähennetään vastaanotetusta signaalista. Ennen vähennystä ne täytyy ensin kertoa hajotuskoodilla suorasekvenssihajaspektrimuotoon. Kullakin iteraatiokierroksella häiriönpoistolohkossa ensin lasketaan ortonormaali muunnos U^P , estimoidaan häiriöaliavaruus $\hat{S}_I^P(t)$ (eli pääasiallinen suunta $S_I(t)$:lle), ja lopuksi projisoidaan signaali häiriöaliavaruuden suhteen ortogonaaliseen aliavaruuteen $\hat{S}_N^P(t)$.
 25

Tarkastellaan ortonormaalin muunnoksen toteutusta hieman tuonnempana. Merkitään termillä $z^P(t)$ vektorin $\tilde{r} = [\tilde{r}^P(1), \dots, \tilde{r}^P(t), \dots, \tilde{r}^P(NRQ)]^T$ itseisarvovektoria, jossa

$$\tilde{r}(t) = U^P (r(t) - A e^{j\phi} \hat{b}^P(t) s) \quad (3)$$

30 ja $z_{\tilde{r}}^P(t)$:lla sen järjestettyä (ranked) versiota, eli

$$z^P(t) = [z_0^P(t), \dots, z_{N-1}^P(t)]^T = [| \tilde{r}_0^P(t) |, \dots, | \tilde{r}_{N-1}^P(t) |]^T$$

$$z_{\tilde{r}}^P(t) = [z_{(1)}^P(t), \dots, z_{(N)}^P(t)]^T,$$

missä $z_{(i)}^P$ on i :nnen asteen statistiikka $z^P(\ell)$:sta, ja $\hat{b}^P(\ell) = \text{sign} [\Re \{ \tilde{L}^P(\ell) \}]$ on kova estimaatti koodibitistä kun $\tilde{L}^P(\ell)$ on turbodekooderin lomituksesta purettu pehmeä ulostulo. Kaavan (3) mukaisesti siis vastaanotetusta signaalista $r(\ell)$ vähennetään halutun signaalin estimaatti $\hat{b}^P(\ell)$ joka on kerrottu hajotuskoodilla

5 s.

Kun nollataan L suurimman itseisarvon omaavaa näytettä saadaan uusi datavektori $v^P(\ell)$:

$$v^P(\ell) = G^P(\ell) U^P r(\ell), \quad (4)$$

missä sensoroiva matriisi $G^P(\ell)$ on N -dimensioinen neliödiagonaalimatriisi joka
10 riippuu vastaanotetusta vektorista $r(\ell)$ ja joka määritetään seuraavasti:

$$\begin{aligned} \text{tyyppi-I} \quad G^P(\ell)_{i,i} &= \begin{cases} 1, & \text{jos } D_i(\ell) \geq z_{(i)}^P(\ell) \\ 0, & \text{jos } D_i(\ell) < z_{(i)}^P(\ell) \end{cases} \\ \text{tyyppi-II} \quad G^P(\ell)_{i,i} &= \begin{cases} 1, & \text{jos } z_{(N-L)}(\ell) \geq |\tilde{r}_i^P(\ell)| \\ 0, & \text{jos } z_{(N-L)}(\ell) < |\tilde{r}_i^P(\ell)| \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

15

jossa $D_i(\ell)$ ovat sopivat kynnysarvot ja L on estimaatti häiriöaliavaruuden $\hat{S}_f^P(\ell)$ dimensiosta. Yläindeksi $()^P$ viittaa siihen, että termin arvo on peräisin edelliseltä iteraatiokierrokselta. Tyyppi-I ja tyyppi-II viittaavat siis jo aiemmin mainittuihin sensorointitapoihin poistaa häiriöitä. Ensimmäisellä iteraatiokierroksella ei
20 luonnollisesti ole edellisen iteraatiokierroksen estimaatitulosia saatavina, tällöin voidaan käyttää alkuarvoina $\hat{b}^P = 0$.

Jos halutaan vähentää laskennan kompleksisuutta, voidaan myös käyttää dekooderista saatavien pehmeiden päätösten sijaan dekooderin antamia kovia päätöksiä sensorointimatriisiin $G^P(\ell)$ laskennassa. Tällöin sensorointimatriisi määritetään seuraavasti:
25

$$G^P(\ell)_{i,i} = G^P \left(\left\lfloor \frac{\ell}{R} \right\rfloor \right), \quad \forall i = 0, \dots, QR-1, \quad (6)$$

missä $G^P \left(\left\lfloor \frac{\ell}{R} \right\rfloor \right)$ on kaavan (5) mukainen ja $\lfloor x \rfloor$ on suurin kokonaisluku, joka ei ole suurempi kuin x .

Tarkastellaan seuraavaksi laskennassa käytettävien parametrien, kuten D ja L , valintaa. Ortonormaalien muunnoksen kannan \mathcal{Z} määrittely on
30 myös olennaista laskennan kannalta. Häiriönpoisto on tehokkainta, jos kapea-

kaistaisen häiriösignaalin projektio signaaliavaruudessa käsittää rajallisen määrän oleellisesti nollasta poikkeavia komponentteja. Tästä syystä muunnoksen kanta tulisi valita siten, että se keskittää kapeakaistaisen häiriön alhaisen dimension omaavaan aliavaruuteen signaaliavaruudessa.

- 5 Keksinnön eräässä edullisessa toteutusmuodossa estimoidaan vektorin $\tilde{r}^P(\ell)$ kovarianssimatriisia, missä $\tilde{r}^P(\ell)$ perustuu N-dimensionaalisiin datavektoreihin $r = [r(0), \dots, r(RQ-1)]$, jotka vastaanotetaan yhden kehyksen aikana, eli

$$\hat{M}_{\tilde{r}^P \tilde{r}^P}^P = \frac{1}{RQ} \sum_{\ell=0}^{RQ-1} \tilde{r}^{PH}(\ell) \tilde{r}^P(\ell) \quad (7)$$

- 10 Ortonormaalimuunnos U^P voidaan helposti määrittää, käyttäen ominisarvohajotelmaa (EVD, Eigenvalue Value Decomposition), yhtälöstä

$$\hat{M}_{\tilde{r}^P \tilde{r}^P}^P = U^P \Delta^P U^{PH}$$

- jossa Δ tarkoittaa singulaariarvomatriisia. Tätä menetelmää käytettäessä täytyy jokaisella iteraatiokierroksella laskea näytekovarianssimatriisi $\tilde{r}^P(\ell)$ ja eva-
15 luoida sen ominisarvohajotelma.

Keksinnön eräässä toisessa edullisessa toteutusmuodossa hyödynnetään oletusta häiriön kapeakaistaisuudesta, eli siitä että sen kaistanleveys on oleellisesti halutun signaalin kaistanleveyttä pienempi. Tällöin voidaan valita kannaksi Fourier-kanta eli

$$20 \quad \Psi_\ell(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} u_{T_c}(t - mT_c) \exp(-j \frac{2\pi m\ell}{N}), \quad \ell = 0, \dots, N-1. \quad (8)$$

Tässä tapauksessa ortonormaali muunnos vastaa N-pisteistä DFT-muunnosta pulssimuodon muokkaajan ulostulosta näytteistetyistä signaaleista. Kun vastaanotettu signaali on häiriön korruptoima vain muutamalla taajuuspiikillä tämä ratkaisu on erityisen edullinen.

- 25 Keksinnön edullisessa toteutusmuodossa on kaavassa (5) mainittujen kynnysarvojen D_i ja häiriöavaruuden dimension L määrittäminen myös olennaista. Jos arvioidaan kaavasta (7) saatavia ominisarvoja ja käytetään sopivaa informaatiokriteeriä kuten esimerkiksi ns Akaik (AIC), pienintä kuvauspituutta tai ominisarvokynnysmenetelmiä, häiriöaliavaruuden $S_i(\ell)$ dimen-
30 sio voidaan estimoida adaptiivisesti. Nämä informaatiokriteerit ovat alalla tunnettuja menetelmiä, esimerkiksi pienintä kuvauspituutta on selostettu julkaisussa M.Wax, T.Kailath: "Detection of signals by information theoretic criteria", IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing, Vol. 33, pp. 387-392,

1985, joka otetaan tähän viitteeksi. Parametri L voidaan sitten asettaa dimension mukaisesti.

Kynnysarvo D voidaan puolestaan periaatteessa asettaa siten, että se maksimoi arvon

$$5 \quad \Pr \{ |\tilde{r}_m(\ell)| > D_m \mid i \neq 0 \}$$

eli ilmaisutodennäköisyyden, sillä ehdolla että väärän hälytyksen todennäköisyys

$$\Pr \{ |\tilde{r}_m(\ell)| > D_m \mid i = 0 \}$$

on kiinnitetty halutulle tasolle. Tämä maksimointi voidaan laskea tunnetun uskottavuus (likelihood) testin avulla. Tämä menetelmä kuitenkin edellyttää riippuvuuden häiriösignaalin parametreista eikä ole optimaalinen. Keksinnön edullisessa toteutusmuodossa sovelletaankin intuitiivisempaa ratkaisumallia, jossa käytetään ainoastaan termin $|\tilde{r}_m(\ell)|$ statistiikkaa olettaen häiriöttömän tilanteen. Kynnyksen asettamisessa olennaista on siis valita ne siten, että signaalia ei sensoroida tarpeettomasti häiriön ollessa heikko, ja turvata kuitenkin häiriönpoisto häiriön ollessa voimakas. Oletetaan että oletusarvo $E[\hat{b}(\ell)w(\ell) \mid i=0] = 0$; tästä seuraa $b(\ell)$:n $\hat{b}(\ell)$:n ehdoilla ja kun $i=0$ ja, ja kun $|r_m|^2$ on χ^2 -jakauman ei-keskitetty muuttuja, jolla on kaksi vapausastetta, että

$$20 \quad \begin{aligned} E[|\tilde{r}_m|^2 \mid i=0] &= A_0^2 |s_m|^2 E[(1-\hat{b}(\ell))^2] + 2N_0 \\ \text{Var}[|\tilde{r}_m|^2 \mid i=0] &= 4N_0 + 4N_0 A_0^2 E[(1-\hat{b}(\ell))^2] |s_m|^2, \end{aligned}$$

$$\text{missä } E[(1-\hat{b}(\ell))^2] = (2 - 2E[b(\ell)\hat{b}(\ell)]) = \left(2 - 2\text{sign}[\tilde{\Lambda}^P(\ell)] \tanh\left[\frac{1}{2}[\tilde{\Lambda}^P(\ell)]\right] \right).$$

Tarkastellaan kuviossa 4 esitettyä osittain jo selostettua esimerkkiä keksinnön edullisen toteutusmuodon mukaisesta toteutuksesta. Kuviossa on siis esitetty kaksi lohkoa, häiriönpoistolohko 400 sekä dekooderilohko 402, joka on edullisesti, muttei välttämättä, turbodekooderi. Häiriönpoistolohkolle 400 tulee sisäänmenona vastaanotettu signaali 404 sekä takaisinkytketyt pehmeät päätökset 406 turbodekooderin 402 ulostulosta edelliseltä iteraatiokierrokselta. Kullakin iteraatiokierroksella häiriönpoistolohkon 400 ylemmässä laskentayksikössä 408 ensin määritetään kapeakaistaisen häiriön ominaisuuksille estimaatti vähentämällä vastaanotetusta signaalista turbodekooderin ulostulosta saatava estimaatti. Sitten lasketaan ortonormaali muunnos U^P esimerkiksi kaavojen (7) tai (8) nojalla ja estimoidaan jäännössignaalista häiriöaliava-

ruus $\hat{S}_l^P(d)$. Sitten ylemmässä laskentayksikössä määritetään sensorointimatriisi G^P esimerkiksi kaavan (5) nojalla.

Tieto ortonormaalista muunnoksesta ja sensorointimatriisista välitetään alempaan laskentayksikköön 410, jossa suoritetaan varsinainen sensorointi ja lasketaan kaavan (4) mukainen uusi datavektori $v^P(d)$. Tämä datavektori viedään sisääntulona turbodekooderille 402.

Molemmat häiriönpoistolohkon 400 laskentavälineet 408, 410 voidaan toteuttaa edullisesti ohjelmallisesti prosessorin ja sopivan ohjelman avulla tai myös ASIC-piirinä tai erillisten logiikkapiirien avulla. Huomattakoon, että häiriönpoistolohko voidaan toteuttaa myös yhden tai useamman laskentayksikön avulla ja tässä esitetty toteutus on vain esimerkki, kuten alan ammattimiehelle on selvää.

Turbodekooderi 402 käsittää SISO (soft-in soft-out) dekooderin. Turbodekooderissa on kaksi rinnakkaisesti ketjutettua dekooderia 412, 414, joiden välissä suoritetaan lomittelua 416, 418. Dekoodaus perustuu siihen, että vuorottaisesti dekodataan komponenttikoodit ja välitetään seuraavalle dekodausasteelle ns. ulkonaista informaatiota (extrinsic information), mikä on osa SISO-dekooderin pehmeästä ulostulosta. Turbodekooderissa signaalia voidaan iteroida useita kertoja, syöttäen saadut estimaatit 420 uudestaan dekooderiin. Välissä suoritetaan lomittelun purku 422. Turbodekooderin ulostulo on takaisinkytketty 406 häiriönpoistolohkoon, ja silmukassa on myös lomittelunpurku 424. Dekooderi voi myös käsittää ohjauslohkon 426, joka ohjaa dekooderin eri osien toimintaa. Mikäli dekooderissa suoritetaan useita iterointikierroksia, ohjauslohko 426 antaa komennon päättää iteroinnin ja välittää estimaatit edelleen häiriönpoistolohkolle. Estimaatit viedään myös edelleen vastaanottimen muihin osiin 428. Iteroinnin ohjaus voi myös tapahtua dekooderin ulkopuolelta vastaanottimen ylemmällä tasolla.

P:nnellä iteraatiokierroksella dekooderi tekee päätöksen lähetetyistä biteistä perustuen vektoriin v^P , joka on muotoa

$$v^P = [v^{PT}(1), \dots, v^{PT}(d), \dots, v^{PT}(NRQ)]^T = G^P U^P r,$$

missä $v^P(d)$ saadaan kaavasta (4) ja $G^P U^P$ on NRQ-dimensioinen matriisi, joka on muotoa

$$G^P U^P = \text{diag} (G^P(0)U^P, \dots, G^P(RQ)U^P).$$

Selkeyden vuoksi jatkossa merkitään termillä

$$\left\{ \left\{ Y_h^P(k) \right\}_{k=0}^{Q-1} \right\}_{h=0}^{N_e-1}$$

NR_e -dimensioista vektoria, joka on muotoa:

$$Y_h^P(k) = [v^{PT}(k), v^{PT}(k+hR_e+1), \dots, v^{PT}(k+(h+1)R_e-1)]^T,$$

$$h = 0, \dots, N_e-1 \quad k = 0, \dots, Q-1.$$

Oletetaan dekooderin määrittelyssä, että dekooderin sisäänmenossa ei ole häiriötä. Tähän on kaksi perustetta: ensiksikin tämä varmistaa sen, että jos sensorointi on onnistunut täydellisesti, jäljelle jääneet näytteet saadaan prosessoitua optimaalisesti. Toiseksi, jos häiriösignaali on heikko, niin kaavan (5) aiheuttama hävikki signaalissa, verrattuna tavanmukaiseen alkupe-
räästä vastaanotettua signaalia käsittelevään dekooderiin, on minimoitu.

Pehmeä päätös i:nnestä Map-dekooderista saadaan logaritminä kunkin informaatiobitin d_k APT (a posteriori todennäköisyys) = 1 suhteesta verrattuna APT = 0. Pehmeä päätös on täten muotoa

$$L_h^P(d_k) = \log \frac{\sum_m \sum_{m'} \gamma_1(Y_h^P(k), m', m) \alpha_{k-1}(m') \beta_k(m)}{\sum_m \sum_{m'} \gamma_0(Y_h^P(k), m', m) \alpha_{k-1}(m') \beta_k(m)}$$

Map-dekooderin rekursiot eteen- ja taaksepäin voidaan ilmaista seuraavasti:

$$\alpha_k(m) = \text{const}_a \sum_{m'} \sum_{i=0}^1 \gamma_i(Y_h^P(k), m', m) \alpha_{k-1}(m')$$

$$\beta_k(m) = \text{const}_b \sum_{m'} \sum_{i=0}^1 \gamma_i(Y_h^P(k), m', m) \beta_{k-1}(m')$$

missä const_a ja const_b ovat normalisoinnista johtuvia vakioita. Siirtymätodennäköisyys $\gamma_i()$, jossa $i = 0, 1$, saadaan puolestaan seuraavasti:

$$\gamma_i(Y_h^P(k), m, m') = \text{Prob}(Y_h^P(k) | d_k=i, S_k=m, S_{k-1}=m') \text{Prob}(d_k=i, S_k=m, | S_{k-1}=m').$$

Seuraten jo aiemmin mainittua M.Lops, A. Tulino -julkaisua ja sen merkintöjä, yllä mainittu kaava voidaan sekä tyyppi-I että tyyppi-II sensuroinnille esittää seuraavassa muodossa:

$$\gamma_i(Y_h^P(k), m, m') = \text{Prob}(d_k=i) \text{Prob}(S_{k+1}=m' | S_k=m) \sum_{n=1}^Q g(|v_1|, \dots, |v_N|, q=q^{(n)}) \times$$

$$\prod_{j=0}^{R-1} \exp \left\{ -\frac{\| (v^P(k+(h-1)R_e+j) - G^P(k+(h-1)R_e) U A e^{j\phi} s \|^2}{2N_0} \right\} \quad (9)$$

missä $\mathbf{q}^{(n)}$ on muuttuja, jolla on Q mahdollista arvoa edustaen n :ttä sensorointi tapahtumaa jossa $Q = 2^N$ tyyppi-I sensoroinnille ja $Q = N!$ tyyppi-II sensoroinnille. Huomattakoon, että termi $g(|v_1|, \dots, |v_N|, \mathbf{q} = \mathbf{q}^{(n)})$ ei riipu koodibitistä $b(\lambda)$ ja on selvästi vakiotermi, joka poistuu luotettavuuslaskennassa. Kaavan (9) ensimmäinen termi, a priori informaatio lähetetyistä informaatiobiteistä, on funktio ulkoisesta L_{ext} informaatiosta. Tässä viitataan julkaisuun P. Robertson, Illuminating the Structure of Code and Decoder of Parallel Concatenated Recursive Systematic (Turbo) Codes, Proc. Globecom '94, December 1996. Kuten esitetystä kaavasta (9) selviää, suoritetaan metriikan laskemisen yhteydessä myöskin hajotuskoodiin sovitettu suodatus, eli DS-hajotuksen purku. Tätä kuvaa kaavassa (9) oleva termi s . Esitetty LogMap algoritmi tarvitsee toimiakseen tiedon signaalikohinasuhteesta. Mikäli signaalikohinasuhteen estimaattia ei ole käytettävissä, voidaan soveltaa ns. SOVA algoritmiä, joka on alan ammattimiehelle tunnettu. Tästä esimerkkinä julkaisu W. Feng, B. Vucetic, A List Bidirectional Soft Output Decoder of Turbo Codes, International Symposium on Turbo Codes, Brest, France, 1997. Haarametriikka molemmille sensorointityypeille on seuraava:

$$\lambda_h^P(d_k) = -2 \sum_{j=0}^{R-1} \Re \{ A e^{j\phi} s^H U^{PH} \mathbf{v}(k + (h-1)R_0 + j) \}$$

jossa $()^H$ tarkoittaa konjugaattitranspoosia.

Tarkastellaan vielä esimerkkiä keksinnön eräästä toteutusmuodosta kuvion 5a vuokaavion avulla. Vaiheessa 500 vastaanotetaan signaali. Vaiheessa 502 määritetään halutun signaalin estimaateille jokin oletusarvo, esimerkiksi 0, häiriönpoistoiteraation ensimmäistä kierrosta varten. Vaiheessa 504 vähennetään estimaatti vastaanotetusta signaalista. Vaiheessa 506 määritetään häiriöaliavaruus ja vähennetään sen merkitystä vastaanotetussa signaalissa. Vaiheessa 508 suoritetaan turbodekoodaus ja määritetään estimaatit halutulle signaalille. Nämä estimaatit viedään takaisin häiriönpoistoon 510.

Vuokaaviossa 5b on toinen esimerkki. Kaavio on muutoin samanlainen kuin edellinen, mutta turbodekoodauksen jälkeen päätetään vaiheessa 512, suoritetaanko dekoodausta uusi iteraatio. Jos ei, viedään estimaatit 510 häiriönpoistoon, jos kyllä, viedään estimaatit 514 uudestaan dekooderin sisäänmenoon.

Vaikka keksintöä on edellä selostettu viitaten oheisten piirustusten mukaisiin esimerkkeihin, on selvää, ettei keksintö ole rajoittunut niihin, vaan

sitä voidaan muunnella monin tavoin oheisten patenttivaatimusten esittämän keksinnöllisen ajatuksen puitteissa.

Patenttivaatimukset

1. Menetelmä kapeakaistaisen häiriön poistamiseksi laajakaistaisesta signaalista, käsittäen

vastaanotetaan signaali,

5 suoritetaan signaalille ortonormaali muunnos haluttuun aliavaruuteen aliavaruuskomponenteiksi,

dekoodataan muunnettu signaali dekooderilla, jolloin saadaan estimaatti vastaanotetulle signaalille,

tunnettu siitä, että

10 määritettäessä kapeakaistaisen häiriön ominaisuuksille estimaatti vähennetään vastaanotetusta signaalista dekooderin ulostulosta saatava estimaatti ennen ortonormaalin muunnoksen suoritusta ja

vähennetään määritetyn estimaatin avulla vastaanotetusta signaalista niiden aliavaruuskomponenttien vaikutusta, jotka käsittävät kapeakaistaisia häiriösignaalia.

15 2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että vastaanotetusta signaalista poistetaan ne aliavaruuskomponentit, jotka käsittävät kapeakaistaista häiriösignaalia.

3. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että vastaanotetusta signaalista leikataan ne aliavaruuskomponentit, jotka ovat annettua kynnystä voimakkaampia, halutulle tasolle.

4. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että signaali, josta häiriötä on poistettu, viedään uudelleen dekooderiin, ja että häiriönpoisto-operaatiota suoritetaan uudestaan haluttuja kertoja.

25 5. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että signaalia kierrätetään dekooderissa useita kertoja, ennen dekooderin ulostuloarvon käyttämistä häiriönpoistossa.

6. Vastaanotin, joka käsittää

30 häiriönpoistovälineet (400) kapeakaistaisen häiriösignaalin poistamiseksi vastaanotetusta signaalista,

välineet (408) suorittaa signaalille ortonormaali muunnos haluttuun aliavaruuteen aliavaruuskomponenteiksi,

häiriönpoistovälineiden (400) ulostuloon toiminnallisesti kytketyn dekooderin (402), jossa saadaan estimaatti vastaanotetulle signaalille,

35 tunnettu siitä, että

dekooderin ulostulo (406) on toiminnallisesti kytketty häiriönpoistovälineille (400), ja että

muunnosvälineet (408) on sovitettu määrittämään kapeakaistaisen häiriön ominaisuuksille estimaatti, jossa määrittämissä vähennetään vastaanotetusta signaalista dekooderin ulostulosta saatava estimaatti ennen ortonormaalin muunnoksen suoritusta ja että

häiriönpoistovälineet (400) on sovitettu vähentämään määritetyn estimaatin avulla vastaanotetusta signaalista niiden aliavaruuskomponenttien vaikutusta, jotka käsittävät kapeakaistaista häiriösignaalia.

7. Patenttivaatimuksen 6 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että häiriönpoistovälineet (400) on sovitettu poistamaan vastaanotetusta signaalista ne aliavaruuskomponentit, jotka käsittävät kapeakaistaista häiriösignaalia.

8. Patenttivaatimuksen 6 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä, että häiriönpoistovälineet (400) on sovitettu leikkaamaan vastaanotetusta signaalista ne aliavaruuskomponentit, jotka ovat annettua kynnystä voimakkaampia, halutulle tasolle.

9. Patenttivaatimuksen 6-8 mukainen vastaanotin, t u n n e t t u siitä dekooderi (402) on turbodekooderi.

(57) Tiivistelmä

Keksinnön kohteena on häiriönpoistomenetelmä sekä vastaanotin, joka käsittää häiriönpoistovälineet (400) kapeakaistaisen häiriösignaalin poistamiseksi vastaanotetusta signaalista, välineet (400) suorittaa signaalille ortonormaali muunnos haluttuun aliavaruuteen aliavaruuskomponenteiksi, muunnosvälineiden (400) ulostuloon toiminnallisesti kytketyn dekooderin (402), jossa saadaan estimaatti vastaanotetulle signaalille. Dekooderin ulostulo on toiminnallisesti kytketty muunnosvälineille, ja muunnosvälineet on sovitettu määrittämään kapeakaistaisen häiriön ominaisuuksille estimaatti, jossa määrittämisessä vähennetään vastaanotetusta signaalista dekooderin ulostulosta saatava estimaatti ennen ortonormaalin muunnoksen suoritusta. Häiriönpoistovälineet (400) on sovitettu vähentämään määritetyn estimaatin avulla vastaanotetusta signaalista niiden aliavaruuskomponenttien vaikutusta, jotka käsittävät kapeakaistaista häiriösignaalia.

(Kuvio 4)

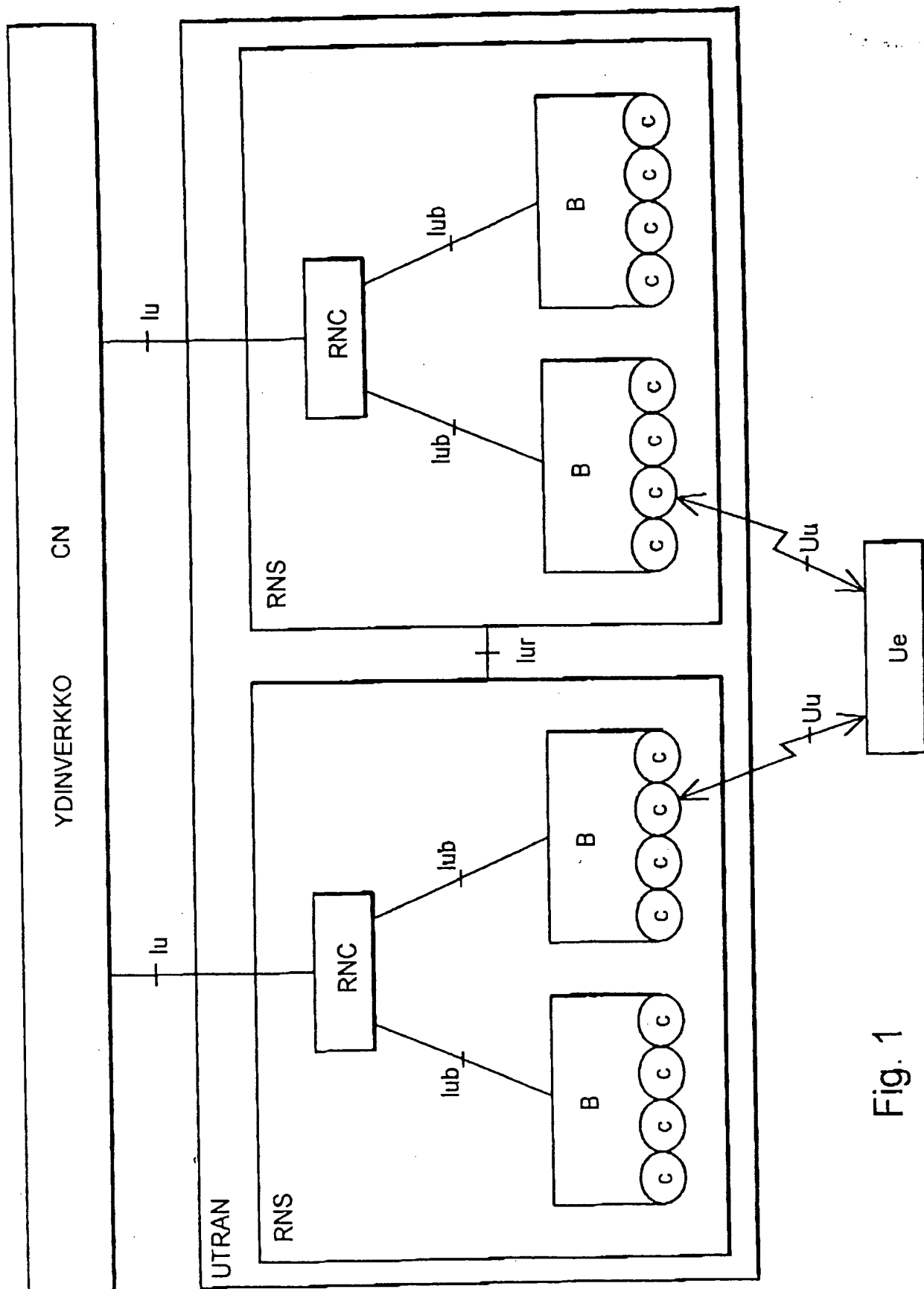


Fig. 1

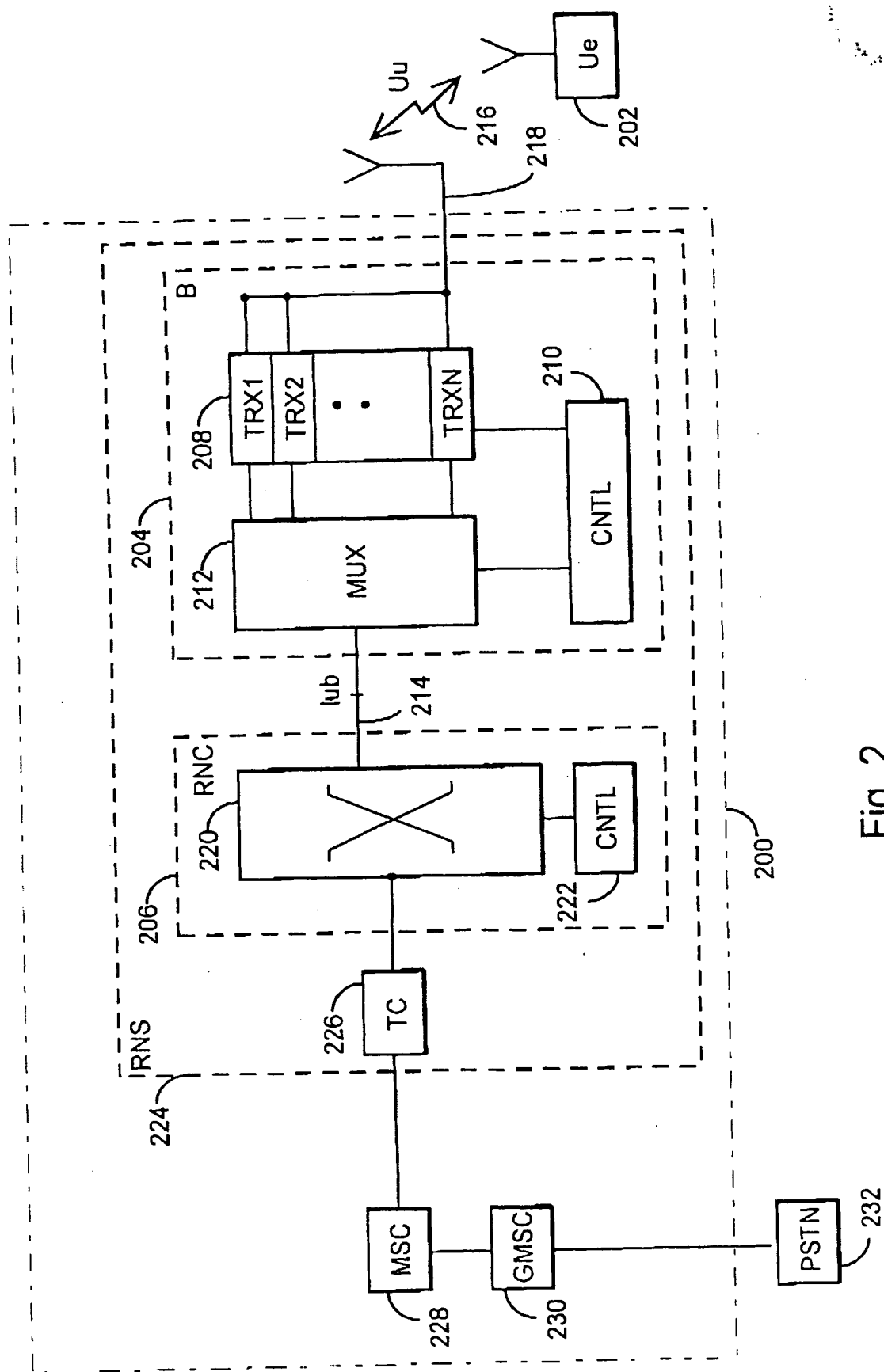


Fig. 2

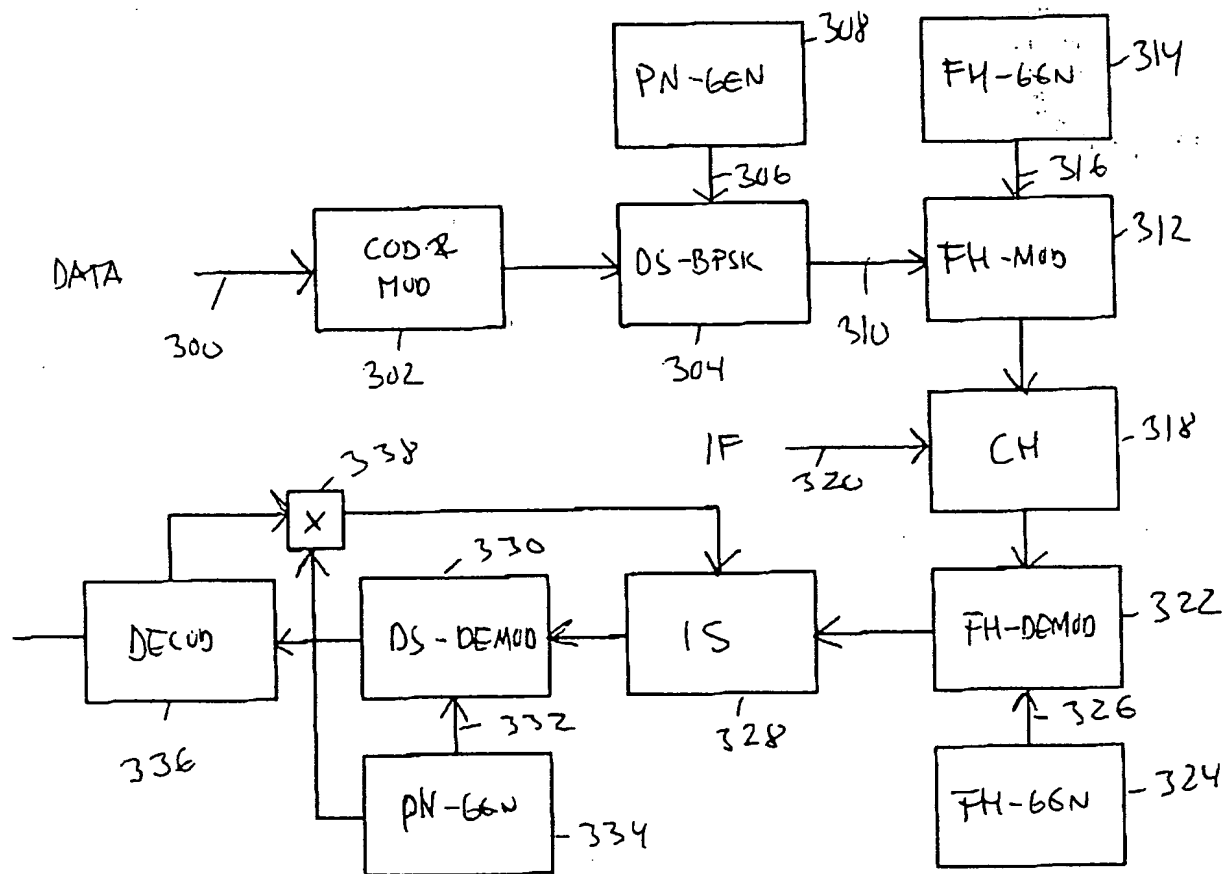


FIG. 3

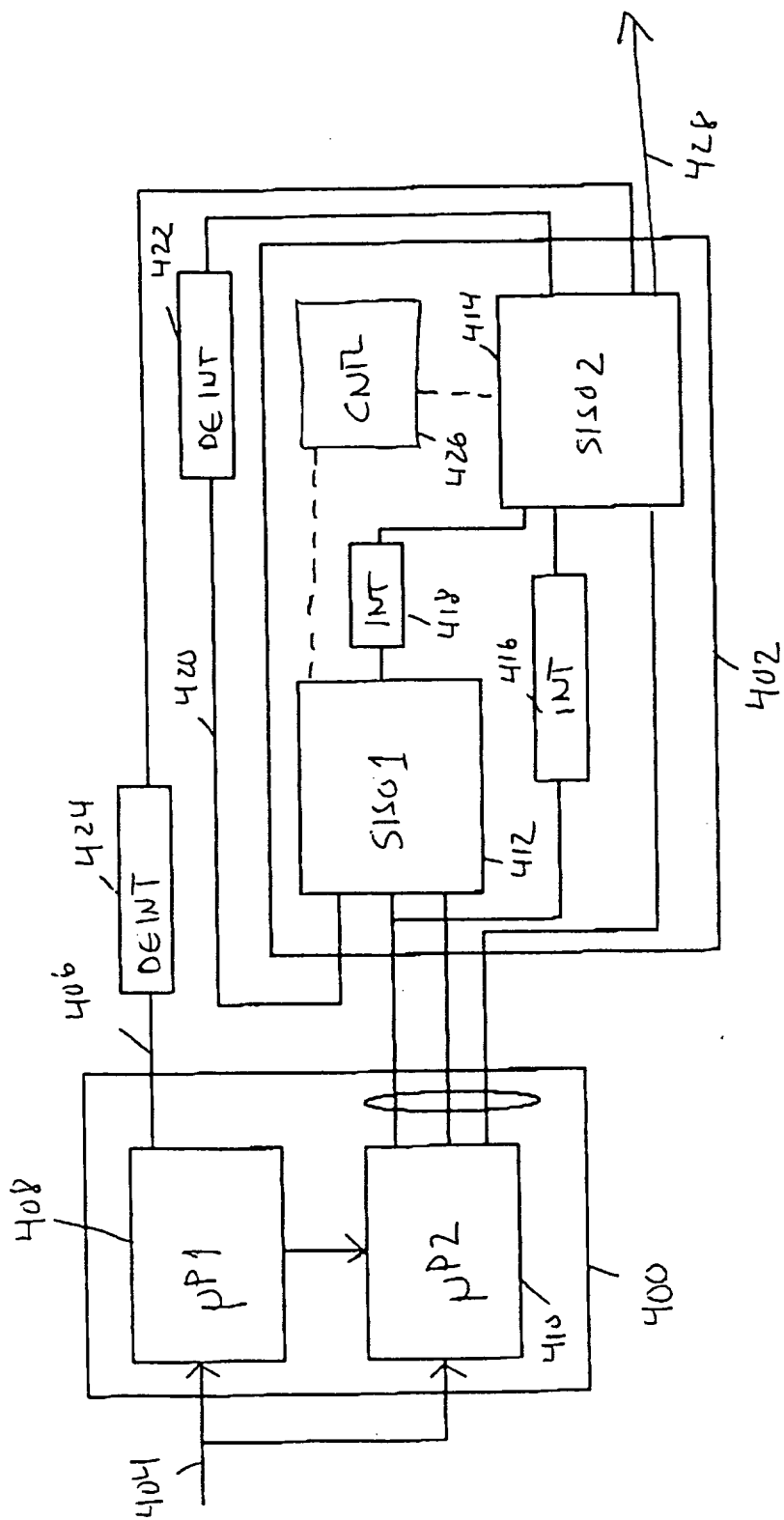


FIG 4

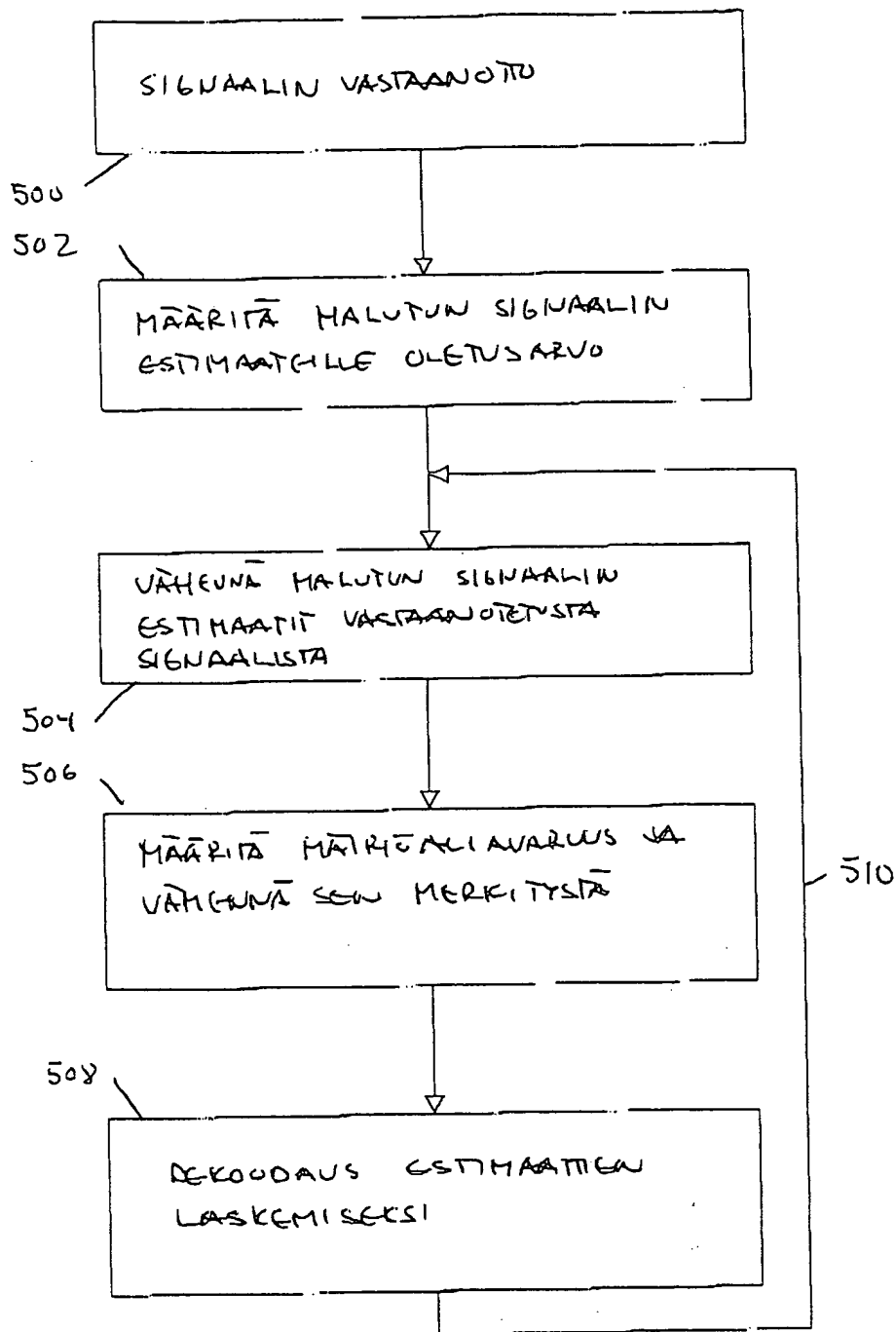


FIG. 5A

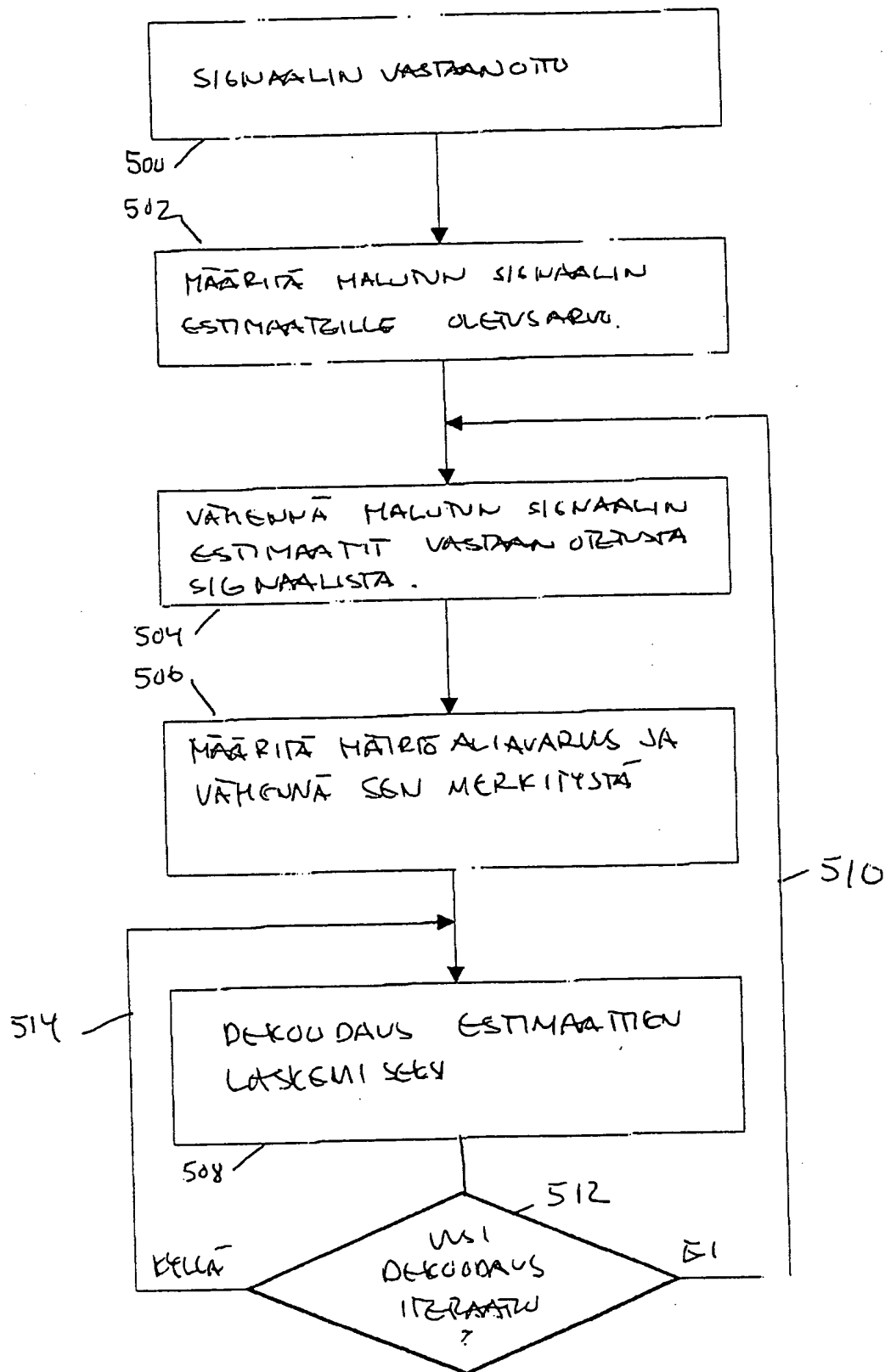


Fig. 5B